

Jung Sig Jun
10902/03
BSKB
703-205-8000
0465-1058P
1081

대한민국 특허청
KOREAN INTELLECTUAL
PROPERTY OFFICE

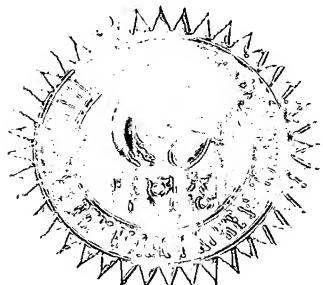
별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto
is a true copy from the records of the Korean Intellectual
Property Office.

출원번호 : 10-2002-0060712
Application Number

출원년월일 : 2002년 10월 04일
Date of Application OCT 04, 2002

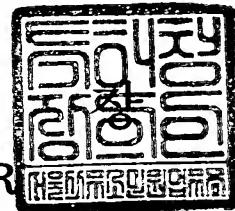
출원인 : 엘지전자 주식회사
Applicant(s) LG Electronics Inc.



2003 년 09 월 03 일

특허청

COMMISSIONER



【서지사항】

【서류명】	특허출원서		
【권리구분】	특허		
【수신처】	특허청장		
【참조번호】	0004		
【제출일자】	2002.10.04		
【국제특허분류】	H04N		
【발명의 명칭】	반송파 복구 장치		
【발명의 영문명칭】	Apparatus for recovering carrier		
【출원인】			
【명칭】	엘지전자 주식회사		
【출원인코드】	1-2002-012840-3		
【대리인】			
【성명】	김용인		
【대리인코드】	9-1998-000022-1		
【포괄위임등록번호】	2002-027000-4		
【대리인】			
【성명】	심창섭		
【대리인코드】	9-1998-000279-9		
【포괄위임등록번호】	2002-027001-1		
【발명자】			
【성명의 국문표기】	전정식		
【성명의 영문표기】	JUN, Jung Sig		
【주민등록번호】	670130-1102111		
【우편번호】	463-500		
【주소】	경기도 성남시 분당구 구미동 88번지 203동 306호		
【국적】	KR		
【취지】	특허법 제42조의 규정에 의하여 위와 같이 출원합니다. 대 리인 인 (인) 대리인 심창섭 (인)		
【수수료】			
【기본출원료】	20	면	29,000 원
【가산출원료】	13	면	13,000 원

1020020060712

출력 일자: 2003/9/9

【우선권주장료】	0 건	0 원
【심사청구료】	0 항	0 원
【합계】	42,000 원	
【첨부서류】	1. 요약서·명세서(도면)_1통	

【요약서】**【요약】**

VSB 방식의 디지털 TV 수신기의 반송파 복구 장치에 관한 것으로서, 특히 저역 통과 필터링된 기저대역 Q 신호를 기저대역 I 신호로 나누어 반송파 복구를 수행함으로써, 수신된 신호에 선형 잡음(ghost)이 존재하여 저역 통과 필터링된 기저대역 Q 신호의 크기가 0에 아주 근접한 경우에도 PLL을 잘 수행할 수 있다. 또한, 제산기의 출력에 이득을 곱하여 S-커브의 기울기를 고스트가 없는 경우와 비슷하도록 함으로써, 전송 채널 상에 큰 고스트가 존재하여 파일럿 신호의 크기가 아주 작아지더라도 반송파 복구를 정확하게 수행할 수 있다.

【대표도】

도 9

【색인어】

반송파 복구, 고스트, 제산기

【명세서】**【발명의 명칭】**

반송파 복구 장치{Apparatus for recovering carrier}

【도면의 간단한 설명】

도 1은 일반적인 디지털 TV 수신기의 구성 블록도

도 2는 일반적인 공중파 신호의 주파수 특성을 보인 스펙트럼도

도 3은 도 1의 반송파 복구부의 상세 블록도

도 4a, 도 4b는 약 1 심볼 지역의 선형 잡음이 있는 경우의 공중파 신호의 주파수 특성을 보인 스펙트럼도

도 5a, 도 5b는 약 10 심볼 지역의 선형 잡음이 있는 경우의 공중파 신호의 주파수 특성을 보인 스펙트럼도

도 6은 입력되는 신호에 고스트가 없는 경우, 생성되는 S-커브의 일 예를 보인 도면

도 7은 입력되는 신호에 고스트가 있는 경우, 생성되는 S-커브의 일 예를 보인 도면

도 8은 본 발명의 제 1 실시예에 따른 반송파 복구 장치에서, 입력되는 신호에 고스트가 있는 경우 생성되는 S-커브의 일 예를 보인 도면

도 9는 본 발명의 제 1 실시예에 따른 반송파 복구 장치의 구성 블록도

도 10은 본 발명의 제 2 실시예에 따른 반송파 복구 장치의 구성 블록도

도 11은 본 발명의 제 2 실시예에 따른 반송파 복구 장치에서, 입력되는 신호에 고스트가 있는 경우 생성되는 S-커브의 일 예를 보인 도면

도면의 주요부분에 대한 부호의 설명

501,701 : 복소 곱셈기 502,505,702,705 : 저역 통과 필터

503,703 : 지연기 504,704 : 부호 추출기

506,706 : 제산기 507,708 : 곱셈기

508,709 : 루프 필터 509,710 : NCO

707 : 이득부

【발명의 상세한 설명】

【발명의 목적】

【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】

<18> 본 발명은 디지털 TV 수신기에 관한 것으로서, 특히 VSB 방식의 디지털 TV 수신기의 반송파 복구 장치에 관한 것이다.

<19> 현재 한국 및 미국의 디지털 TV(이하, DTV라 칭함.) 방송 규격으로 채택된 잔류 측파대(VSB) 방식은 기존의 아날로그 TV 방송용으로 할당된 주파수를 이용하여 방송 신호를 보내도록 되어 있다. 그러나, 기존의 아날로그 TV 방송에 주는 영향을 최소화하기 위하여 DTV 신호의 세기를 아날로그 TV 신호 세기에 비해 아주 작은 크기로 전송한다. 물론 DTV 신호 내에는 잡음의 영향을 줄이기 위하여 여러 가지 부호화 방식 및 채널 등화기 등이 사용되어 신호의 세기가 작더라도 DTV 신호의 수신에는 문제가 없도록 규격이 결정되어 있다. 그러나, 전송 채널의 상황이 아주 열악하면 신호를 제대로 수신할 수 없

다. 통상 DTV 전송 방식은 방송 수신시 전송 채널 상에서 발생하는 잡음을 완전히 제거 하여 전혀 잡음이 없는 화면을 볼 수 있는 장점이 있는 반면, 전송 신호를 완전히 복원 하지 못하면 화면을 아예 볼 수 없다는 단점이 있으므로, 수신기는 어떠한 열악한 전송 채널을 통과한 신호라 하더라도 모두 수신할 수 있도록 하여야 한다.

<20> 도 1은 일반적인 VSB 방식의 디지털 TV 수신기의 구성 블록도로서, VSB 방식으로 변조된 RF(Radio Frequency) 신호가 안테나(101)를 통해 수신되면 튜너(102)는 사용자가 원하는 특정 채널 주파수만을 선택한 후 상기 채널 주파수에 실려진 RF 대역의 VSB 신호를 중간 주파수 대역(IF; 보통 44MHz이나 아날로그 TV 방송의 경우 43.75MHz가 널리 사용됨)으로 내리고 타채널 신호를 적절히 걸러낸다.

<21> 그리고, 임의의 채널의 스펙트럼을 IF의 통과 대역 신호로 변환하는 튜너(102)의 출력 신호는 인접 채널 신호의 제거, 잡음 신호제거의 기능으로 채용된 소오(Surface Acoustic Wave ; SAW) 필터(102)를 통과하게 된다.

<22> 이때, 디지털 방송 신호는 일 예로, 44MHz의 중간 주파수로부터 6MHz의 대역 내에 모든 정보가 존재하므로 SAW 필터(103)에서는 튜너(102)의 출력으로부터 정보가 존재하는 6MHz의 대역만 남기고 나머지 구간을 모두 제거한 후 IF 증폭기(104)로 출력한다.

<23> 상기 IF 증폭기(104)는 후단의 A/D 변환기(105)로 출력되는 신호의 크기를 항상 같게 하기 위하여 상기 SAW 필터(103)에서 출력되는 신호에 이미 계산된 이득(gain) 값을 곱해준다. 즉, A/D 변환기(105)의 입력 신호의 크기를 항상 일정하게 하기 위하여 IF 증폭기(104)에서 입력 신호의 이득을 조절하게 되는데, 이에

대한 정보는 아날로그 신호에서 바로 추출할 수 있고, A/D 변환기(105) 후단의 디지털 블록에서 추출하여 전달할 수도 있다. 상기 A/D 변환기(105)로 입력되는 신호는 6MHz의 통과대역 신호이다. 따라서, IF 증폭기(104)에서는 A/D 변환기(105)로 입력되는 6MHz의 모든 신호에 대하여 항상 일정한 크기를 가질 수 있도록 이득 조절을 한다.

<24> 따라서, 상기 A/D 변환기(105)는 항상 같은 크기의 신호를 상기 IF 증폭기(104)로부터 입력받아 디지털화한다.

<25> 상기 A/D 변환기(105)에서 디지털화된 통과대역 신호는 반송파 복구부(106)에서 기 저대역으로 천이된 후 DC 제거기(107)로 출력된다. 이때, 상기 반송파 복구부(106)에서 반송파 복구시 사용된 반송파 신호는 반송파 복구 후에 주파수가 0Hz인 DC 성분으로 변 한다.

<26> 즉, 상기 DC 성분은 반송파 복구부에서 반송파 복구를 수행할 수 있도록 하기 위하여 송신부에서 송신 신호에 강제로 삽입한 것이다. 그러므로, 반송파 복구가 수행된 후에는 송신부에서 삽입된 DC 성분은 필요가 없다. 따라서, 상기 DC 제거기(107)는 상기 반송파 복구부(106)에서 출력되는 기저대역의 신호로부터 DC 성분을 검출하여 제거한다.

<27> 상기 DC 성분이 제거된 기저대역의 디지털 신호는 동기화부(109)와 채널 등화기(109)로 출력된다.

<28> 통상, 그랜드 얼라이언스(GA)에서 제안한 VSB 전송 방식은 다른 DTV 전송 방식에 비해 가장 주목할 만한 특성은 파일럿 신호, 데이터 세그먼트 동기 신호, 그

리고 필드 동기 신호라도 볼 수 있다. 이러한 신호들은 캐리어 복구와 타이밍 복구등의 특성을 향상시키기 위해 송신부에서 삽입하여 전송한다.

<29> 따라서, 상기 동기화부(108)는 상기 DC 제거된 신호로부터 송신시 삽입되었던 데이터 세그먼트 동기 신호, 필드 동기 신호들을 복원한다. 이렇게 구해진 동기 신호들은 채널 등화기(109), 위상 보정기(110), 및 FEC부(111)로 출력된다.

<30> 상기 채널 등화기(109)는 상기 기저 대역의 디지털 신호와 동기 신호를 이용하여 상기 기저대역의 디지털 신호에 포함된 심볼간 간섭을 일으키는 진폭의 선형 왜곡, 건물이나 산등에서 반사되어 생기는 고스트 등을 제거한 후 위상 보정기(110)로 출력한다.

<31> 상기 위상 보정기(110)는 상기 채널 등화기(109)의 출력 신호로부터 상기 튜너(102)에서 야기된 잔류 위상 잡음을 제거하여 FEC부(111)로 출력한다. 상기 FEC부(111)는 상기 동기 신호들을 이용하여 위상 잡음이 제거된 신호로부터 송신 심볼을 복구하여 트랜스포트 스트림 형태로 출력한다.

<32> 이때, 도 1을 보면, 모든 아날로그 처리 과정을 거친 신호는 A/D 변환기(105)에서 디지털 신호로 변환된 후 반송파 복구부(106)로 출력된다. 따라서, 상기 반송파 복구부(106) 후단의 모든 디지털 처리 블록들은 반송파 복구부(106)에서 반송파 복구가 이루어지지 않으면 정상적인 동작을 할 수 없다.

<33> 도 2는 현재 한국과 미국의 DTV 규격에 정의된 공중파 신호의 주파수 특성을 보여준다. 각 채널마다 중심 주파수(f_c) 및 파일롯(pilot) 주파수(f_p)는 다르지만 여기서는, 중심 주파수를 f_c , 파일롯 주파수를 f_p 로 표기하기로 한다. 일 예로, 각 지상파 채널의 대역폭(width)은 6MHz의 가장 중간의 주파수가 중심 주파수(f_c)이고, 전송 신호상 반송

파 신호가 존재하는 주파수를 파일롯 주파수(f_p)라 한다. 이때, 반송파 대신에 파일롯이라는 용어를 사용하는 것은 기존에 방송중인 아날로그 TV 신호에 DTV 신호가 영향을 주지 않도록 하기 위하여 반송파 신호의 크기를 아주 작도록 줄여(약 13dB) 전송하기 때문이다.

<34> 따라서, DTV 수신기내의 반송파 복구부(106)에서는 전송 신호의 주파수 상에 존재하는 파일롯 주파수(f_p)의 위치를 정확하게 복원하여 이를 기저대역 신호로 변환한다.

<35> 현재 반송파 복구부(106)의 가장 일반적인 알고리즘으로는 도 3과 같이 FPLL(Frequency Phase Locked Loop)이라는 것을 사용하는데, 그 회로의 구현이 간단하며 성능이 우수하여 많이 사용하고 있다. 즉, FPLL로 구성된 반송파 복구부(106)는 상기 A/D 변환기(105)에서 출력되는 통과 대역의 I,Q 신호를 기저대역의 I,Q 신호로 복조하여 주파수와 위상을 록킹한다.

<36> 도 3에서 보면, A/D 변환기(105)에서 디지털화된 통과대역의 I,Q 신호는 복소 곱셈기(301)로 입력된다.

<37> 상기 복소 곱셈기(301)는 반송파 복구가 이루어진 복소 반송파 즉, 정현파(SIN)와 여현파(COS)를 NCO(Numerically Controlled Oscillator)(308)를 통해 입력받은 후 상기 A/D 변환기(105)를 통해 출력되는 통과대역의 I, Q 신호와 각각 곱하여 통과 대역의 I,Q 신호를 기저대역의 I,Q 신호로 천이시킨다.

<38> 상기 기저대역의 I,Q 신호는 DC 제거기(107)로 출력됨과 동시에 반송파 복구를 위해 기저대역의 I 신호는 제 1 저역 통과 필터(302)로 출력되고, 기저대역의 Q 신호는 제 2 저역 통과 필터(303)로 출력된다.

- <39> 이때, 반송파를 복구하는 반송파 복구부(106)에서는 6MHz의 대역폭 중 파일럿 주파수(f_p)가 존재하는 주파수 주변의 신호만을 필요로 한다. 따라서, 상기 제 1, 제 2 저역 통과 필터(302, 303)는 데이터 성분들이 존재하는 나머지 주파수 성분을 I, Q 신호로부터 제거하여 데이터에 의하여 반송파 복구부의 성능이 저하되는 것을 방지한다.
- <40> 즉, 기저대역의 I, Q 신호에서 파일럿 신호는 DC 성분으로 변하게 된다. 엄밀하게는, DC 성분 주변의 주파수 성분으로 변한다. 이는 입력되는 신호의 반송파 주파수 성분과 NCO(308)에서 생성된 반송파 주파수 성분의 차이에 의하여 발생된다. 따라서, DC 주변의 성분만 있으면 반송파 복구는 가능하므로, DC 성분 주변의 신호를 제외한 나머지 데이터 성분을 제 1, 제 2 저역 통과 필터(302, 303)에서 제거한다.
- <41> 상기 제 1 저역 통과 필터(302)의 출력은 지연기(303)로 입력된다. 상기 지연기(303)는 데이터 성분이 제거된 I 신호 $i_{LPF}(t)$ 를 일정시간 지연시켜 부호 추출기(304)로 출력한다. 이때, 상기 제 1 저역 통과 필터(302)에서 출력되는 파일럿 성분의 I 신호가 지연기(303)를 통과하면서 정확히 DC 성분으로 파일럿이 변하지 않으면 그 만큼에 해당하는 위상 오차가 발생한 것이다.
- <42> 따라서, 상기 지연기(303)는 입력되는 통과대역 신호의 파일럿 주파수 성분과 NCO(308)의 반송파 주파수 성분의 차이를 위상 오차의 형태로 변환시켜 부호 추출기(304)로 출력한다.
- <43> 상기 부호 추출기(304)는 상기 지연기(303)에서 출력되는 신호의 부호만을 추출하여 곱셈기(306)로 출력한다. 상기 곱셈기(306)는 상기 I 신호의 부호와 데이터 성분이 제거된 Q 신호 $q_{LPF}(t)$ 와 곱한 후 위상 오차로서 루프 필터(307)로 출력한다. 상기 루프 필터(307)는 입력되는 위상 오차를 여과하고 적산하여 NCO(308)로 출력하고, 상기

NCO(308)는 상기 루프 필터(307)의 출력에 비례하는 복소 반송파(COS,SIN)를 생성해 내어 상기 복소 곱셈기(301)로 출력한다. 상기 복소 반송파는 이전에 비해 좀 더 입력되는 신호의 반송파 주파수 성분에 가까운 신호가 된다. 이러한 과정을 반복하면 입력되는 신호의 반송파 주파수 성분과 거의 비슷한 반송파 주파수 신호가 NCO(308)에서 발생되어 복소 곱셈기(301)로 출력되고, 복소 곱셈기(301)는 통과대역의 신호를 원하는 기저대역의 신호로 천이시킨다.

<44> 즉, 입력되는 통과 대역에 존재하는 반송파 신호 성분인 파일럿의 주파수와 NCO(308)에서 발생되는 반송파 신호의 주파수 성분이 정확하게 일치한다면 반송파 복구부(106)의 역할은 끝난 것이다. 그러나, 실제 상황에서는 NCO(308)의 자연적인 특성과 전송 선로의 특성의 영향으로 서로 비슷한 주파수 성분을 가지고 있을 뿐 두 개의 반송파 신호의 주파수가 정확하게 일치되지는 않는다. 따라서, 반송파 복구부(106)에서는 서로 불일치되는 주파수 성분을 보정하여 NCO(308)의 주파수를 바꾸어 두 개의 반송파 신호의 주파수가 일치되도록 해준다.

<45> 만약, 입력 신호에 선형 잡음이 없는 경우에는 데이터의 크기와 파일럿의 크기의 상대적인 크기는 항상 일정하여 반송파 복구부(106)에 전혀 영향이 없다.

<46> 그러나, 선형 잡음(ghost)이 있는 경우는 선형 잡음의 지연 시간과 위상 차이에 의하여 데이터의 크기와 파일럿의 상대적인 크기가 변하게 된다.

<47> 도 4는 잡음의 시간 지연이 1심볼 구간 정도인 경우에 해당하는 통과대역 주파수의 모양을 나타낸 도면으로서, 도 4a는 위상 차이가 0° 일 때, 도 4b는 위상 차이가 180° 일 때의 주파수 특성이다. 도 2의 주파수 특성과 비교했을 때, 도 4a의 경우는 파일럿의 크

기가 데이터의 크기에 비하여 상대적으로 더 크다. 반대로, 도 4b의 경우는 파일럿의 크기가 데이터의 크기보다 더 작다.

<48> 도 5는 잡음의 시간 지연이 약 10심볼 구간 정도인 경우에 해당하는 통과대역 주파수의 모양을 나타낸 도면으로서, 도 5a는 위상 차이가 0° 일 때, 도 5b는 위상 차이가 180° 일 때의 주파수 특성이다. 마찬가지로, 도 5a의 경우는 파일럿의 크기가 데이터의 크기에 비하여 상대적으로 더 크나, 도 5b의 경우는 파일럿의 크기가 데이터의 크기보다 더 작다.

<49> 다음은 상기 도 4, 도 5에서처럼 A/D 변환기(105)로 입력되는 신호에 선형 잡음 특히 고스트가 존재하는 경우에 대해 수식으로 풀어본다.

<50> 먼저, 고스트가 없는 경우에 A/D 변환기(105)로 입력되는 신호는 다음의 수학식 1과 같다.

$$<51> \quad \text{【수학식 1】} \quad r(t) = \{I(t)+p\} \cos(w_c t + \psi) - Q(t) \sin(w_c t + \psi)$$

<52> 여기서, w_c 는 입력되는 신호에 존재하는 반송파 신호의 주파수이고, ψ 는 반송파 신호의 위상이다. 또한, $I(t)$ 는 전송부에서 전달하려고 하는 정보 신호이고, $Q(t)$ 는 $I(t)$ 의 직교 성분이다. 그리고, p 는 전송부에서 반송파 복구를 위해 삽입한 파일럿 신호이다.

<53> 도 3과 같은 반송파 복구부에서는 상기 수학식 1에 존재하는 반송파 주파수 w_c 와 위상 ψ 를 정확하게 복구하여, 이를 수학식 1로부터 제거하여 후단의 디지털 처리부로 전달하는 역할을 한다.

<54> 상기 반송파 복구부(106)에서 복구된 신호는 하기의 수학식 2와 같다.

<55> 【수학식 2】 $I(t)+p$

<56> 여기서, 파일럿 성분인 p 는 후단의 DC 제거기(107)에서 제거되고, $I(t)$ 신호로부터 정보를 추출하게 된다.

<57> 만약, 전송 채널 상에 다중 경로에 의한 고스트가 존재하는 경우 A/D 변환기(105)로 입력되는 신호는 다음의 수학식 3과 같다.

$$<58> \quad r(t) = \{I(t)+p\} \cos(\omega_c t + \psi) - Q(t) \sin(\omega_c t + \psi)$$

$$\text{【수학식 3】} \quad + \alpha [\{I(t-\tau)+p\} \cos(\omega_c(t-\tau) + \psi + \theta) - Q(t-\tau) \sin(\omega_c(t-\tau) + \psi + \theta)]$$

<59> 여기서, α 는 고스트의 크기이고, τ 는 지연 시간, 그리고 θ 는 위상이다.

<60> 이때, $-\omega_c \tau + \theta$ 를 θ_g 라 하면 상기 수학식 3은 다음의 수학식 4와 같이 표현할 수 있다.

$$<61> \quad r(t) = \{I(t)+p\} \cos(\omega_c t + \psi) - Q(t) \sin(\omega_c t + \psi)$$

$$\text{【수학식 4】} \quad + \alpha [\{I(t-\tau)+p\} \cos(\omega_c t + \psi + \theta_g) - Q(t-\tau) \sin(\omega_c t + \psi + \theta_g)]$$

<62> 상기 A/D 변환기(105)로 입력되는 상기 수학식 4와 같은 신호를 복소 곱셈기(301)에서 기저대역 신호로 변환하면, 기저대역 $i(t)$ 신호는 하기의 수학식 5와 같이, 기저대역 $q(t)$ 신호는 하기의 수학식 6과 같이 표현된다.

$$<63> \quad \text{【수학식 5】} \quad i(t) = I'(t) \cos(\Delta \omega_c t + \psi) - Q'(t) \sin(\Delta \omega_c t + \psi)$$

$$<64> \quad \text{【수학식 6】} \quad q(t) = I'(t) \sin(\Delta \omega_c t + \psi) + Q'(t) \cos(\Delta \omega_c t + \psi)$$

<65> 여기서, $\Delta w_c t$ 는 입력되는 신호의 반송파 주파수(w_c)와 반송파 복조기 내에 있는 NCO(308)의 반송파 주파수(w'_c)의 차이이다.

<66> 따라서, 상기 수학식 5,6에서 $\Delta w_c t$ 와 $I'(t)$, 및 $Q'(t)$ 는 하기의 수학식 7,8,9와 같다.

<67> 【수학식 7】 $\Delta w_c t = w_c - w'_c$

<68> 【수학식 8】 $I'(t) = \{I(t) + P\} + \alpha \cos \theta_g \{I(t-\tau) + P\} - \alpha \sin \theta_g Q(t-\tau)$

<69> 【수학식 9】 $Q'(t) = Q(t) + \alpha \cos \theta_g Q(t-\tau) + \alpha \sin \theta_g \{I(t-\tau) + P\}$

<70> 이때, 입력 신호에 고스트가 존재하더라도 두 반송파 신호의 주파수 차이($\Delta w_c t$)를 보상하는 역할(FLL)에는 큰 영향을 미치지 않는다. 또한, PLL 과정도 어느 정도의 주파수 차이는 보상할 수 있다.

<71> 따라서, 두 반송파 신호의 주파수는 같다고 가정한다(이것은 이후 본 발명에서도 동일하게 적용됨). 즉, $\Delta w_c t = 0$ 이라고 하고 두 반송파 신호의 위상차를 정확하게 보상할 수 있도록 한다.

<72> 그러면, 상기 수학식 5와 6은 다음의 수학식 10,11과 같이 표현할 수 있다.

<73> 【수학식 10】 $i(t) = I'(t) \cos \psi - Q'(t) \sin \psi$

<74> 【수학식 11】 $q(t) = I'(t) \sin \psi + Q'(t) \cos \psi$

<75> 상기 수학식 10과 11과 $i(t)$, $q(t)$ 신호를 각각 DC 성분만을 추출하는 제 1, 제 2 저역 통과 필터(302,303)를 통과시키면 하기의 수학식 12, 13과 같이 $I(t)$ 와 $Q(t)$ 의 데이터 성분은 모두 제거되고, 파일럿 성분만이 남는다.

$$<76> \quad i_{LPP}(t) = p [\{ 1 + \alpha \cos \theta_g \} \cos \psi - \alpha \sin \theta_g \sin \psi]$$

【수학식 12】 $= p \{ \cos \psi + \alpha \cos(\psi + \theta_g) \}$

$$<77> \quad q_{LPP}(t) = p [\{ 1 + \alpha \cos \theta_g \} \sin \psi + \alpha \sin \theta_g \cos \psi]$$

【수학식 13】 $= p \{ \sin \psi + \alpha \sin(\psi + \theta_g) \}$

<78> 만약, 고스트의 크기가 원 신호의 크기와 같다고 가정하면 즉, $\alpha = 1$ 이라 하면 상기 수학식 13과 14는 다음의 수학식 14, 15와 같이 표현할 수 있다.

$$<79> \quad \text{【수학식 14】 } i_{LPP}(t) = 2p \cos(\theta_g/2) \cos(\psi + \theta_g/2)$$

$$<80> \quad \text{【수학식 15】 } q_{LPP}(t) = 2p \cos(\theta_g/2) \sin(\psi + \theta_g/2)$$

<81> 만일, 두 3과 같은 FPLL을 사용하는 경우, 두 반송파 신호의 주파수 차이가 없는 경우는 주파수 오차가 0이므로 지연기(303)는 더 이상 어떠한 역할을 하지 못한다. 또한 지연기(303)의 출력 신호의 부호는 항상 일정하다. 즉, 부호가 항상 양(+)인 경우도 있고, 항상 음(-)인 경우도 있다. 이는 FLL 과정에서 위상이 0° 근처에서 수렴한 경우는 항상 양의 값을 갖고, 180° 근처에서 수렴한 경우는 항상 음의 값을 갖기 때문이다.

<82> 따라서, 두 반송파 신호의 위상차를 보정하는 PLL 과정에서는 $q_{LPP}(t)$ 신호와 항상 '1' 또는 '-1'이 곱셈기(306)에서 곱해져서 출력된다. 이는 PLL 과정에서는 $i_{LPP}(t)$ 가 더 이상 의미가 없고, $q_{LPP}(t)$ 의 크기가 바로 위상차가 되어 이를 '0'으로 보내는 역할을 수행한다.

<83> 만약 입력되는 신호에 고스트가 없으면 $q_{LPP}(t)$ 는 하기의 수학식 16과 같이 표현할 수 있다.

<84> 【수학식 16】 $q_{LPP}(t) = p \sin \psi$

<85> 여기서, $q_{LPP}(t)$ 를 0으로 보내기 위해서는 두 반송파 신호의 위상차 성분인 ψ 를 0으로 보내면 된다. 또한, $q_{LPP}(t)$ 의 크기는 항상 파일럿 성분의 크기인 'p'이므로 도 6과 같은 S-커브(s-curve)를 얻을 수 있다. 여기서 'p'의 크기는 PLL을 수행하기에는 충분히 큰 값이므로 ψ 를 0으로 보내는 PLL 과정이 정상적으로 수행되어 반송파 복조기가 정상적인 동작을 한다.

【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

<86> 그러나, 상기 수학식 15와 같이 고스트가 존재하는 경우에는 도 7과 같은 S-커브를 얻는다. 상기 수학식 15에서 파일럿에 해당하는 $q_{LPP}(t)$ 의 크기($2p \cos(\theta_g/2)$)는 항상 일정하지 않고, θ_g 의 값에 따라 크기는 '0 ~ 2p'의 값을 가진다. 즉, 크기가 '0'에 가까운 경우가 도 4a와 도 5a에 해당하는 경우이고, '2p'에 가까운 경우가 도 4b와 도 5b에 해당하는 경우이다. 또한, PLL의 수렴 위치($\sin(\psi + \theta_g/2)$)는 $\psi=0$ 이 아니라 $\psi + \theta_g/2 = 0$ 이다.

<87> 도 7의 S-커브에서 크기($2p \cos(\theta_g/2)$)가 'p'보다 큰 경우는 PLL이 정상적으로 동작하겠지만 'p'보다 작은 경우 특히, 0에 아주 가까운 값인 경우는 S-커브의 기울기가 너무 완만하여 PLL을 수행할 수 없다. 또한, 크기가 0이 되면 $q_{LPP}(t)$ 는 항상 0이 되므로, PLL 과정을 전혀 수행할 수가 없다. 그러나 $q_{LPP}(t)=0$ 인 경우는 수신 신호에 반송파 성분이 존재하지 않는 경우이다. 이때에는 어떠한 경우에도 PLL을 수행할 수 없으므로 이러한 경우에 대해서는 고려하지 않는다.

<88> 또한, 앞에서 잘 수행한다고 가정한 FLL 과정에서도 $a_{LPP}(t)$ 신호의 크기가 0에 가까우면 필요 정보를 정확하게 얻을 수 없어 정상적인 동작을 하지 못한다. 결국, $a_{LPP}(t)$ 신호의 크기($2p\cos(\theta_g/2)$)가 0에 아주 가까우면 도 3과 같은 FPLL은 어떠한 역 할도 할 수 없어 수신기가 전체가 정상 동작을 하지 못하는 문제점이 발생한다.

<89> 본 발명은 상기와 같은 문제점을 해결하기 위한 것으로서, 본 발명의 목적은 전송 채널 상에 심한 다원 경로에 의한 잡음(Ghost)이 존재하여 저역 통과 필터링된 Q 신호의 크기가 0에 아주 근접한 경우에도 PLL을 잘 수행할 수 있도록 하는 반송파 복구 장치를 제공함에 있다.

【발명의 구성 및 작용】

<90> 상기와 같은 목적을 달성하기 위한 본 발명에 따른 반송파 복구 장치는, 저역 통과 필터링된 기저대역 Q 신호를 기저대역 I 신호로 나누어 반송파 복구를 수행함으로써, 수신된 신호에 선형 잡음(ghost)이 존재하는 경우에도 정확한 반송파 복구가 가능하도록 하는 것을 특징으로 한다.

<91> 이를 위해 본 발명에 따른 반송파 복구 장치는, 제 2 저역 통과 필터의 출력을 피제수로 하고, 제 1 저역 통과 필터의 출력을 제수로 하여 나눗셈을 수행한 후 그 결과를 곱셈기로 출력하는 제산기를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 한다.

<92> 본 발명에 따른 반송파 복구 장치는, 상기 제산기의 출력에 이득(k)을 곱하여 상기 곱셈기로 출력하는 이득부를 더 포함하여 구성되는 것을 특징으로 한다.

<93> 본 발명의 다른 목적, 특징 및 잇점들은 첨부한 도면을 참조한 실시예들의 상세한 설명을 통해 명백해질 것이다.

<94> 이하, 첨부된 도면을 참조하여 본 발명의 실시예의 구성과 그 작용을 설명하며, 도면에 도시되고 또 이것에 의해서 설명되는 본 발명의 구성과 작용은 적어도 하나의 실시예로서 설명되는 것이며, 이것에 의해서 상기한 본 발명의 기술적 사상과 그 핵심 구성 및 작용이 제한되지는 않는다.

<95> 먼저, 상기에서 수학식 15와 같이 고스트가 존재하는 경우에는 파일럿에 해당하는 $q_{LPP}(t)$ 의 크기($2p\cos(\theta_g/2)$)는 항상 일정하지 않고, θ_g 의 값에 따라 크기는 '0 ~ 2p'의 값을 가지며, PLL의 수렴 위치($\sin(\psi + \theta_g/2)$)도 $\psi=0$ 이 아니라 $\psi + \theta_g/2 = 0$ 에서 수렴하여야 한다고 하였다. 그러나, 입력된 신호가 이미 왜곡되고 또한, 반송파 복조기는 $\theta_g/2$ 에 대한 정보가 없으므로 $\psi=0$ 으로 수렴할 수가 없다. 하지만, 반송파 복구부에서는 입력되는 신호의 반송파 성분에 정확하게 동기하여 기저 대역 신호를 추출하는 것이 목적이므로 위상이 이미 알지 못하는 잡음에 의해 왜곡되어 입력되는 신호에 정확하게 수렴하면 수렴 위치에 상관없이 제 역할을 다 하는 것이다.

<96> 따라서, 본 발명에서는 반송파 복구부가 입력되는 신호에 정확하게 수렴하게 하는 것에 목적이 있으므로 입력 신호의 왜곡에 의한 수렴 위치의 변화는 무시한다.

<97> 즉, 본 발명에서는 저역 통과 필터링된 기저대역 Q 신호($q_{LPP}(t)$)의 크기가 0에 아주 근접한 경우에도 PLL을 잘 수행할 수 있도록 한다.

<98> 이를 위해 상기 수학식 14와 15를 하기의 수학식 17, 18과 같이 다르게 표현할 수 있다.

$$<99> \text{【수학식 17】 } i_{LPP}(t) = k\cos(\psi + \theta_g/2)$$

$$<100> \text{【수학식 18】 } q_{LPP}(t) = k\sin(\psi + \theta_g/2)$$

<101> 여기서 $k = 2p \cos(\theta_g/2)$ 이다. 기존 반송파 복조기의 경우에는 오로지 $q_{LPP}(t)$ 만을 PLL에 사용하므로 이 신호의 크기가 작을 경우에는 PLL이 불가능한 경우가 많이 있었다.

<102> 본 발명에서는 이를 해결하기 위해, 상기 수학식 18을 수학식 17로 나누면 다음의 수학식 19와 같다.

$$<103> \quad \text{【수학식 19】} \quad q'_{LPP}(t) = \frac{q_{LPP}(t)}{i_{LPP}(t)} = \tan(\psi + \frac{\theta_g}{2})$$

<104> 상기 수학식 19에 의해 S-커브를 계산하면, 도 8과 같이 고스트 존재 유무에 상관 없이 크기가 항상 일정한 S-커브를 얻을 수 있다.

<105> 상기 수학식 19의 경우는 a 가 1인 경우 즉, 고스트의 크기가 원 신호의 크기와 같은 경우에 해당한다.

<106> 만일, a 가 1이 아닌 경우에 $\frac{q_{LPP}(t)}{i_{LPP}(t)}$ 를 하면 하기의 수학식 20과 같이 표현할 수 있다.

$$<107> \quad \text{【수학식 20】} \quad q'_{LPP}(t) = \tan(\psi + \theta'_g)$$

<108> 여기서, $\theta'_g < \frac{\theta_g}{2}$ 이다.

<109> 따라서, 고스트의 크기인 a 가 1보다 작은 경우에도 도 8과 같이 항상 크기가 일정한 S-커브를 얻을 수 있어서 FPLL은 잘 동작한다.

<110> 도 8은 상기된 반송파 복구 과정을 하드웨어로 도시한 것으로서, 본 발명의 제 1 실시예에 해당한다. 즉, 제 2 저역 통과 필터(505)의 출력을 피제수로 하고, 제 1 저역

통과 필터(502)의 출력을 제수로 하여 나눗셈을 수행한 후 그 결과를 곱셈기(507)로 출력하는 제산기(506)가 더 구비된다.

<111> 도 8을 보면, A/D 변환기(105)에서 디지털화된 통과대역의 I,Q 신호는 복소 곱셈기(501)로 입력된다. 상기 복소 곱셈기(501)는 반송파 복구가 이루어진 복소 반송파 (SIN,COS)를 NCO(Numerically Controlled Oscillator)(509)를 통해 입력받은 후 상기 A/D 변환기(105)를 통해 출력되는 통과대역의 I, Q 신호와 각각 곱하여 통과 대역의 I,Q 신호를 기저대역의 I,Q 신호로 천이시킨다.

<112> 상기 기저대역의 I,Q 신호는 DC 제거기(107)로 출력됨과 동시에 반송파 복구를 위해 기저대역의 I 신호는 제 1 저역 통과 필터(502)로 출력되고, 기저대역의 Q 신호는 제 2 저역 통과 필터(505)로 출력된다.

<113> 이때, 반송파를 복구하는 반송파 복구부(106)에서는 6MHz의 대역폭 중 파일럿 주파수(f_p)가 존재하는 주파수 주변의 신호만을 필요로 하므로, 상기 제 1, 제 2 저역 통과 필터(502,505)는 데이터 성분들이 존재하는 나머지 주파수 성분을 I, Q 신호로부터 제거하여 데이터에 의하여 반송파 복구부의 성능이 저하되는 것을 방지한다. 즉, DC 주변의 성분만 있으면 반송파 복구는 가능하므로, DC 성분 주변의 신호를 제외한 나머지 데이터 성분을 제 1, 제 2 저역 통과 필터(502,505)에서 제거한다.

<114> 상기 제 1 저역 통과 필터(502)의 출력은 지연기(503)와 제산기(506)로 입력된다. 상기 지연기(503)는 데이터 성분이 제거된 I 신호 $i_{LPF}(t)$ 를 일정시간 지연시켜 부호 추출기(504)로 출력한다. 즉, 상기 지연기(503)는 입력되는 통과대역 신호의 파일럿 주파수 성분과 NCO(509)의 반송파 주파수 성분의 차이를 위상 오차의 형태로 변환시켜 부호 추출기(504)로 출력한다.

- <115> 상기 부호 추출기(504)는 상기 지연기(503)에서 출력되는 신호의 부호만을 추출하여 곱셈기(507)로 출력한다.
- <116> 한편, 상기 제 2 저역 통과 필터(505)의 출력도 제산기(506)로 입력된다. 상기 제산기(506)는 제 2 저역 통과 필터(505)의 출력($i_{LPP}(t)$)을 피제수로 하고, 상기 제 1 저역 통과 필터(502)의 출력($i'_{LPP}(t)$)을 제수로 하여 상기 수학식 19 또는 수학식 20과 같이 나눗셈($\frac{i'_{LPP}(t)}{i_{LPP}(t)}$)을 수행한 후 그 결과($\tan(\psi + \frac{\theta_g}{2})$) 또는, $\tan(\psi + \theta'_g)$ 를 곱셈기(507)로 출력한다.
- <117> 상기 곱셈기(507)는 상기 I 신호의 부호와 상기 제산기(506)의 출력 신호를 곱하여 현재의 두 반송파 신호의 위상 오차 성분을 구하여 루프 필터(508)로 출력한다. 상기 루프 필터(508)는 입력되는 위상 오차를 여과하고 적산하여 NCO(509)로 출력하고, 상기 NCO(509)는 상기 루프 필터(508)의 출력에 비례하는 복소 반송파(COS,SIN)를 생성해 내어 상기 복소 곱셈기(501)로 출력한다.
- <118> 상기된 도 9의 경우에 PLL에서 사용하는 S-커브는 도 8과 같다. 즉, 파일럿 주파수로부터 추출되는 S-커브의 크기가 고스트에 의해 계속 변하는 것을 제거함으로써, 항상 S-커브의 크기를 일정하게 유지시킬 수 있다.
- <119> 그러나, 파일럿의 크기인 p의 크기가 1보다 많이 크면 도 8의 S-커브 역시 기울기가 너무 낮아서 PLL을 수행할 수 없는 경우가 있다.
- <120> 도 10은 이러한 경우에 대응하기 위한 본 발명의 제 2 실시예에 따른 반송파 복구 장치의 구성 블록도이다.

<121> 도 10을 보면, 제산기(706)와 곱셈기(708) 사이에 이득부(707)가 추가 구성하여 S-커브의 기울기를 충분히 확보하도록 하는 데에 있다.

<122> 도 10과 같은 반송파 복구부를 사용하는 경우에 이득부(707)에서 곱해주는 이득(k)이 p 와 같다면 이에 대한 S-커브는 도 11의 실선과 같다. 또한, 도 11의 점선은 도 6의 S-커브와 같다. 따라서 도 10과 같은 반송파 복구부를 사용하면 전송 채널 상에 큰 고스트($\alpha \approx 1$)가 존재하더라도 반송파 복구를 정확하게 수행할 수 있다. 또한, 고스트가 없는 경우에도 S-커브가 동일한 특성을 유지하도록 하기 위해 S-커브의 기울기를 크게 한다.

【발명의 효과】

<123> 이상에서와 같이 본 발명에 따른 반송파 복구 장치에 의하면, 저역 통과 필터링된 기저대역 Q 신호를 기저대역 I 신호로 나누어 반송파 복구를 수행함으로써, 수신된 신호에 선형 잡음(ghost)이 존재하는 경우에도 정확한 반송파 복구를 수행할 수 있다. 특히, 저역 통과 필터링된 기저대역 Q 신호의 크기가 0에 아주 근접한 경우에도 PLL을 잘 수행할 수 있다.

<124> 또한, 제산기의 출력에 이득(k)를 곱하여 S-커브의 기울기를 고스트가 없는 경우와 비슷하도록 함으로써, 전송 채널 상에 큰 고스트가 존재하여 파일럿 신호의 크기가 아주 작아지더라도 반송파 복구를 정확하게 수행할 수 있다.

<125> 이상 설명한 내용을 통해 당업자라면 본 발명의 기술 사상을 일탈하지 아니하는 범위에서 다양한 변경 및 수정이 가능함을 알 수 있을 것이다.

<126> 따라서, 본 발명의 기술적 범위는 실시예에 기재된 내용으로 한정되는 것이 아니라 특허 청구의 범위에 의하여 정해져야 한다.

【특허청구범위】**【청구항 1】**

디지털화된 특정 채널의 통과 대역 신호를 반송파 복구를 통해 기저대역 신호로 변환하는 반송파 복구 장치에 있어서,

상기 통과 대역 I,Q 신호와 위상 오차에 비례하는 복소 반송파를 각각 곱하여 상기 통과대역 I,Q 신호를 기저대역 I,Q 신호로 천이시키는 복소 곱셈기;

상기 기저대역 I,Q 신호 중에서 파일럿 성분의 I,Q 신호만을 각각 필터링하여 출력하는 필터;

상기 필터링된 Q 신호를 피제수로 하고, 상기 필터링된 I 신호를 제수로 하여 나눗셈을 한 후 그 결과를 출력하는 제산기;

상기 필터를 통해 출력되는 파일럿 성분의 I 신호를 일정시간 지연시킨 후 부호를 추출하여 상기 제산기의 출력 신호와 곱하고 그 곱셈 결과를 위상 오차로서 출력하는 위상 오차 검출부; 그리고

상기 위상 오차 검출부에서 출력되는 위상 오차를 여과하고 적산한 후 적산된 위상 오차에 비례하는 복소 반송파를 생성하여 상기 복소 곱셈기로 출력하는 필터 및 발진기 를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 반송파 복구 장치.

【청구항 2】

제 1 항에 있어서,

상기 제산기의 출력에 이득(k)을 곱하여 상기 위상 오차 검출부로 출력하는 이득부 를 더 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 반송파 복구 장치.

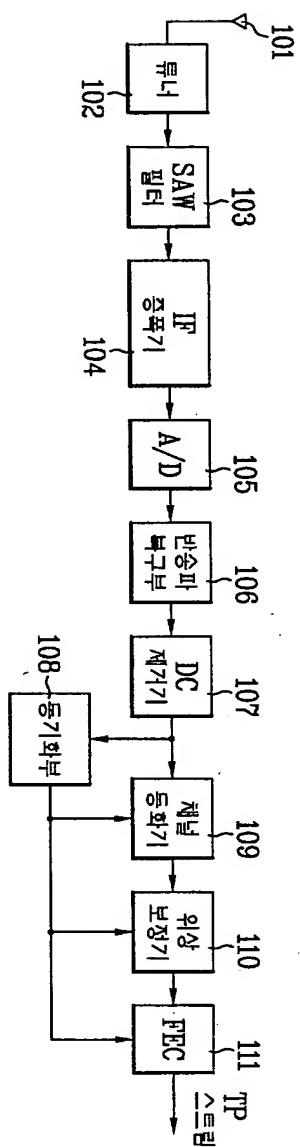
【청구항 3】

제 1 항에 있어서, 상기 필터는

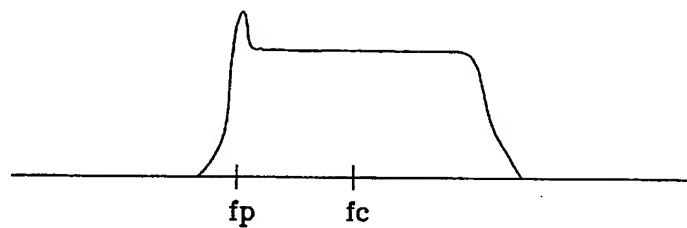
상기 복소 곱셈기에서 출력되는 기저대역 I 신호 중에서 데이터 성분은 제거하고 파일럿 성분의 I 신호만을 출력하는 제 1 저역 통과 필터와,
상기 복소 곱셈기에서 출력되는 기저대역 Q 신호 중에서 데이터 성분은 제거하고 파일럿 성분의 Q 신호만을 출력하는 제 2 저역 통과 필터로 구성되는 것을 특징으로 하는 반송파 복구 장치.

【도면】

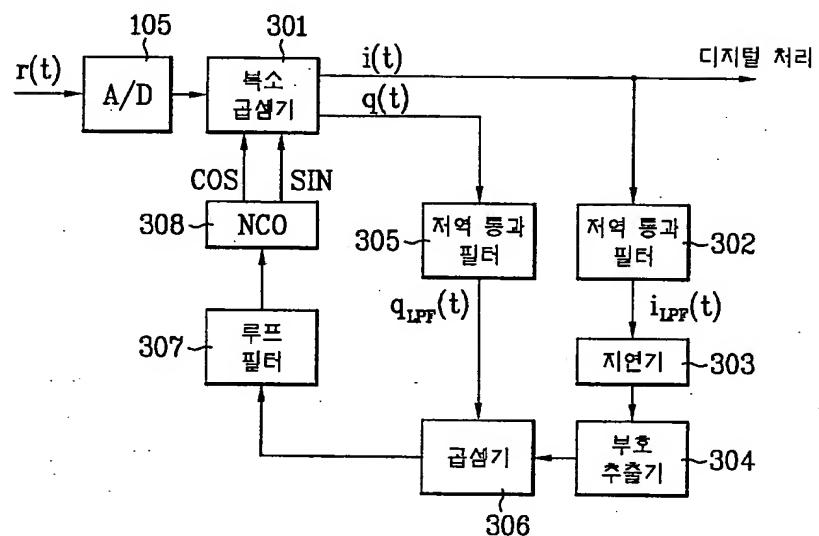
[도 1]



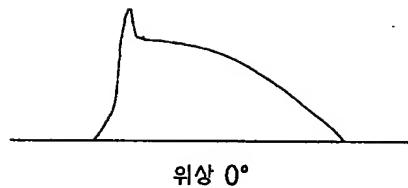
【도 2】



【도 3】



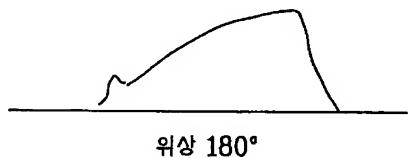
【도 4a】



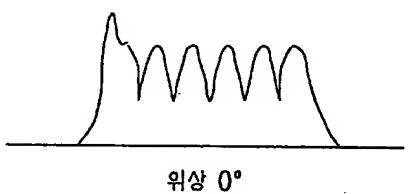
1020020060712

출력 일자: 2003/9/9

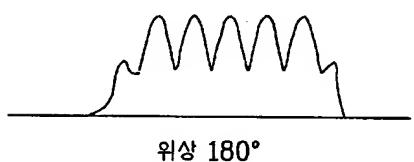
【도 4b】



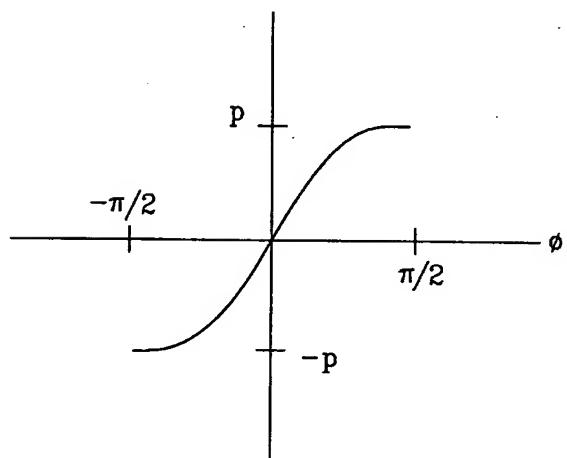
【도 5a】



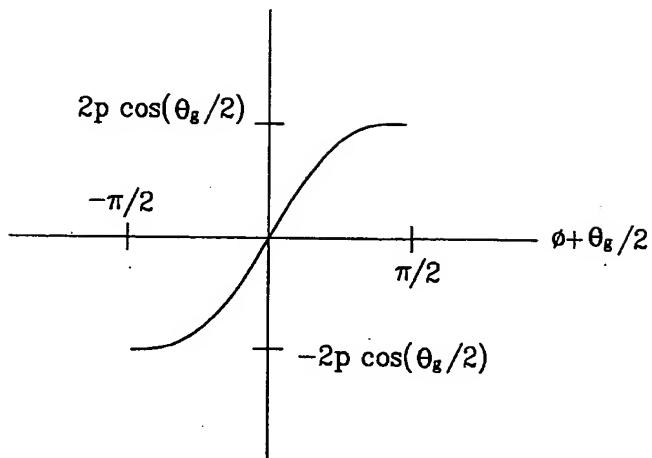
【도 5b】



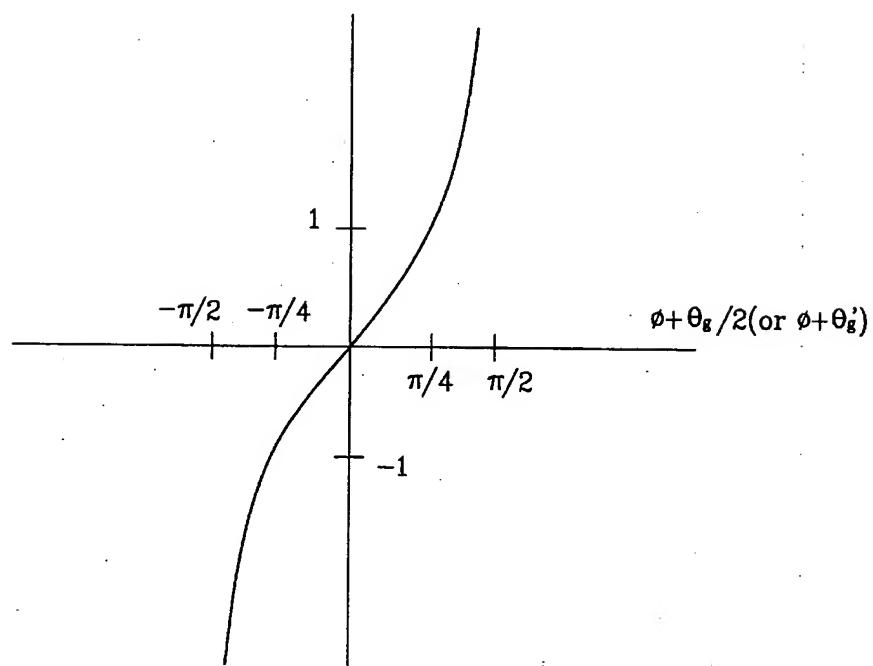
【도 6】



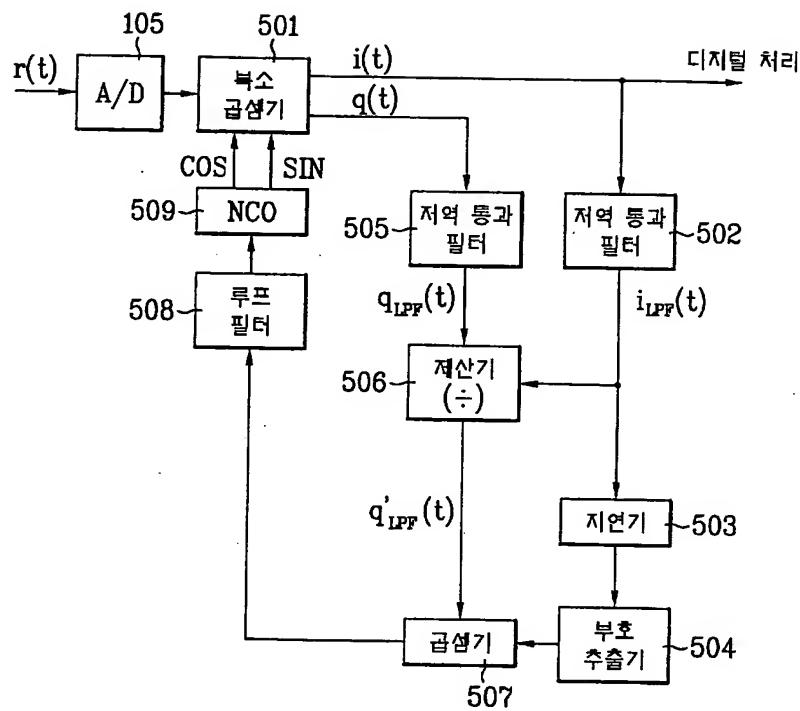
【도 7】



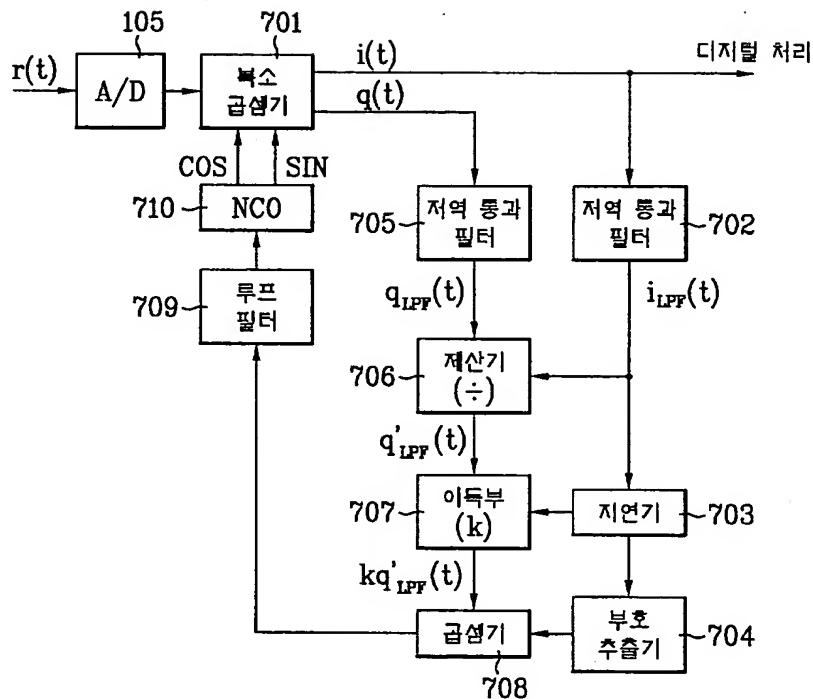
【도 8】



【도 9】



【도 10】



【도 11】

